

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **11311668 A**

(43) Date of publication of application: **09.11.99**

(51) Int. Cl

**G01S 13/34**

**G01S 7/02**

**G01S 7/28**

(21) Application number: **10118584**

(71) Applicant: **TOYOTA MOTOR CORP**

(22) Date of filing: **28.04.98**

(72) Inventor: **YAMADA YUKINORI**

(54) **FM-CW RADAR DEVICE**

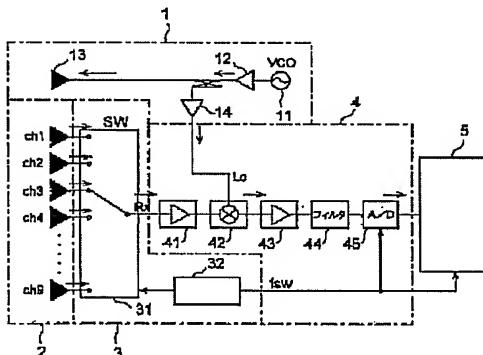
beam operation can be performed.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To constitute at low cost the whole device and enable miniaturization by providing a switch means selectively connecting any one of element antennas in a circuit generating a beat signal in a receiving part.

**SOLUTION:** A radar device is provided with a transmission part 1, an array antenna 2, a changeover switch part 3, a receiving circuit part 4 and a digital signal processing part 5. A receiving part is constituted of the array antenna 2, the changeover switch part 3 and the receiving circuit part 4. With regard to the radar device, the array antenna 2 comprising a plurality of element antennas is used as a receiving antenna, a signal received by each element antenna is digitized, subjected to conversion in the post-stage digital signal processing part 5 for the phase and amplitude, and directivity of the receiving antenna is formed by compositing the signal of all element antenna channels. Accordingly, if the conversion amount of the phase and amplitude is changed properly to be converted for the signal captured temporally, desired



(51) Int.Cl.<sup>6</sup>  
G 0 1 S 13/34  
7/02  
7/28

識別記号

F I  
G 0 1 S 13/34  
7/02  
7/28

F  
Z

審査請求 未請求 請求項の数 3 O.L (全 10 頁)

(21)出願番号 特願平10-118584

(22)出願日 平成10年(1998)4月28日

(71)出願人 000003207  
トヨタ自動車株式会社  
愛知県豊田市トヨタ町1番地

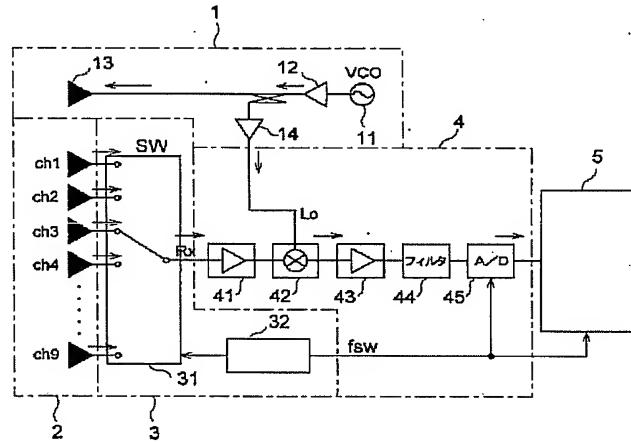
(72)発明者 山田 幸則  
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(74)代理人 弁理士 長谷川 芳樹 (外1名)

(54)【発明の名称】 FM-CWレーダ装置

## (57)【要約】

【課題】 安価なFM-CWレーダ装置を提供すること。  
 【解決手段】 このFM-CWレーダ装置は、送信部、受信部および信号処理部を備えている。送信部は周波数変調された連続波を送信波として送信するものである。受信部は、送信波が目標物で反射された電磁波を受信波として複数の素子アンテナが配列された受信アンテナで受信し、各素子アンテナチャネル別に送信波と受信波の差であるビート信号を生成し、このビート信号をデジタルビート信号にA/D変換するものである。信号処理部は、デジタルビート信号を用いてデジタル・ビーム・フォーミング処理を施し、その結果から目標物の検知を行うものである。受信部は、ビート信号を生成する回路に素子アンテナのいずれかを選択的に接続する切換手段を備え、この切換手段は、周波数変調の繰り返し周期の一周期の中で複数の素子アンテナの一部を選択し、選択された素子アンテナ間において接続切換を繰り返し行う。そして、複数周期に亘って素子アンテナの選択の組み合わせを異ならせることにより素子アンテナのすべてを選択する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 周波数変調された連続波を送信波として送信する送信部と、

前記送信波が目標物で反射された電磁波を受信波として複数の素子アンテナが配列された受信アンテナで受信し、各素子アンテナチャネル別に送信波と受信波の差であるビート信号を生成し、このビート信号をデジタルビート信号にA/D変換する受信部と、

前記デジタルビート信号を用いてデジタル・ビーム・フォーミング処理を施し、その結果から前記目標物の検知を行う信号処理部とを備えるFM-CWレーダ装置において、

前記受信部は、前記ビート信号を生成する回路に前記素子アンテナのいずれかを選択的に接続する切換手段を備え、

前記切換手段は、前記周波数変調の繰り返し周期の一周期の中で前記複数の素子アンテナの一部を選択し、選択された素子アンテナ間において接続切換を繰り返し行い、複数周期に亘って素子アンテナの選択の組み合わせを異ならせることにより前記素子アンテナのすべてを選択するものであることを特徴とするFM-CWレーダ装置。

【請求項2】 前記切換手段は、前記素子アンテナの一つを基準素子アンテナとして前記周波数変調の繰り返し周期の各周期において選択することを特徴とする請求項2に記載のFM-CWレーダ装置。

【請求項3】 前記信号処理部は、前記周波数変調の繰り返し周期の各周期において基準素子アンテナが受信した受信波の位相差に基づいて基準素子アンテナ以外の素子アンテナが受信した受信波の位相を補正することを特徴とする請求項3に記載のFM-CWレーダ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、周波数変調された連続波を送信波として用いるFM-CWレーダ装置に関するものであり、特に、受信走査をデジタル・ビーム・フォーミング(DBF)により達成するFM-CWレーダ装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 DBF型のレーダ装置として、特開平6-88869号に記載されたものがある。この従来のレーダ装置では、アーレアンテナを構成する各素子アンテナごとにRFアンプ、ミキサ、フィルタ、A/D変換器が接続されており、各A/D変換器から出力されるデジタル信号をデジタル・ビーム・フォーミング・プロセッサに取り込んで、デジタル・ビーム・フォーミング処理を行う。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】 一般に、レーダ装置では、マイクロ波やミリ波のような高周波電磁波を用いて

いるが、このような高周波で動作するアナログデバイス(RFアンプやミキサなど)は非常に高価である。

【0004】 上述した従来のレーダ装置では、素子アンテナ毎にこれらのアナログデバイスが設けられているので多数のアナログデバイスが必要であり、高い製造コストを余儀なくされている。特に、性能向上のための一つの手段として、素子アンテナの数を増加することが挙げられるが、素子アンテナの増加はそれに付随する高周波アナログデバイスの増加につながり、コストの増加をもたらす。したがって、素子アンテナ数の増加が困難であった。また、アナログデバイスの増加はレーダ装置の大型化にもつながってしまう。

## 【0005】

【課題を解決するための手段】 本発明のFM-CWレーダ装置は、送信部、受信部および信号処理部を備えている。送信部は周波数変調された連続波を送信波として送信するものである。受信部は、目標物で再放射された電磁波を受信波として複数の素子アンテナが配列された受信アンテナで受信し、各素子アンテナチャネル別に送信波と受信波の差であるビート信号を生成し、このビート信号をデジタルビート信号にA/D変換するものである。信号処理部は、デジタルビート信号を用いてデジタル・ビーム・フォーミング処理を施し、その結果から目標物の検知を行うものである。

【0006】 受信部は、ビート信号を生成する回路に素子アンテナのいずれかを選択的に接続する切換手段を備え、この切換手段は、周波数変調の繰り返し周期の一周期の中で複数の素子アンテナの一部を選択し、選択された素子アンテナ間において接続切換を繰り返し行う。そして、複数周期に亘って素子アンテナの選択の組み合わせを異ならせることにより素子アンテナのすべてを選択する。

【0007】 このように構成された本発明のFM-CWレーダ装置によれば、切換手段の切換動作により、ビート信号を生成する回路に各素子アンテナからの受信波を時間的に分割して入力することができる。そのため、受信波と送信波との合成によるビート信号の生成に必要な高周波デバイスすなわち受信波のダウンコンバート用のミキサ回路等を素子アンテナ毎に用意する必要が無く、一組だけあれば十分となる。

【0008】 しかも、切換手段は、周波数変調の繰り返し周期の一周期の中で複数の素子アンテナの一部を選択し、選択された素子アンテナ間において接続切換を繰り返し行い、複数周期に亘って素子アンテナの選択の組み合わせを異ならせることにより素子アンテナのすべての選択を行うものなので、周波数変調の繰り返し周期の一周期中にすべての素子アンテナを選択し同じ数だけの接続切換を行う場合と比較して、切換周波数を低くすることができる。

【0009】 また、接続切換毎にビート信号をサンプリ

シングしてA/D変換することを考えると、切換周波数が低くなればA/D変換速度も低くすることができる。

【0010】切換手段は、素子アンテナの一つを基準素子アンテナとして周波数変調の繰り返し周期の各周期において選択することができる。信号処理部は、周波数変調の繰り返し周期の各周期において基準素子アンテナが受信した受信波の位相差に基づいて基準素子アンテナ以外の素子アンテナが受信した受信波の位相を補正することが望ましい。

【0011】周波数変調の繰り返し周期の周期区間が異なると、その間に目標物との距離が変化することができる。その場合、受信波の位相が変化してしまう。すなわち、素子アンテナ毎の受信の同時性が十分に確保できない。これに対して各周期における基準素子アンテナからの信号の位相差を検出し、この位相差に基づいて基準素子アンテナ以外の素子アンテナの信号位相を補正すれば、同一周期内で全素子アンテナからの信号を取り込んだときと同等のDBF合成ができる。

### 【0012】

【発明の実施の形態】図1は本発明の一実施形態であるレーダ装置を示す構成図である。このレーダ装置は、連続波(CW)に周波数変調(FM)を掛けた送信信号を用いるFM-CWレーダ装置であり、且つ、デジタル・ビーム・フォーミング処理を行うDBFレーダ装置である。

【0013】本実施形態の具体的な構成および動作を説明するに先だって、FM-CWレーダ装置の探知原理を説明する。

【0014】図2および図3はFM-CWレーダの探知原理を示す波形図である。図2(A)は、送信周波数の変化と、距離Rの位置にあり相对速度が零の目標物から再放射された受信周波数の変化とを示したグラフであり、縦軸に周波数、横軸に時間をとっている。実線は送信信号周波数を示し、破線は受信信号周波数を示している。このグラフから判るように、送信信号には連続波に三角状の周波数変調を掛けた変調信号を用いる。変調波の中心周波数は $f_0$ 、周波数偏移幅は $\Delta F$ 、三角波の繰り返し周波数は $f_m$ である。また、図3(A)は、目標物の相对速度が零でなく速度Vのときの受信信号の変化とを示したグラフであり、実線は送信信号周波数を示し、破線は受信信号周波数を示している。なお、送信信号および座標軸の意義は図2(A)と同じである。

【0015】図2(A)および図3(A)から、このような送信信号を放射しているときの受信信号は、目標物の相对速度が零のときには距離に応じた時間遅れT( $T = 2R/C$ :Cは光の速度)を受け、目標物の相对速度がVのときには距離に応じた時間遅れTと、相对速度に相当する周波数偏移Dを受けることが判る。なお、図3(A)に示す例は、受信信号周波数が同グラフにおいて上方に偏移しており、目標物が接近する場合を示してい

(3) 4  
る。

【0016】この受信信号に対して送信信号の一部をミキシングすれば、ビート信号が得られる。図2(B)および図3(B)は、それぞれ目標物の相对速度が零のときとVのときのビート周波数を示すグラフであり、時間軸(横軸)はそれぞれ図2(A)および図3(A)とタイミングを一致させてある。

【0017】いま、相对速度が零のときのビート周波数を $f_r$ 、相对速度に基づくドップラ周波数を $f_d$ 、周波数が増加する区間(アップ区間)のビート周波数を $f_{b1}$ 、周波数が減少する区間(ダウン区間)のビート周波数を $f_{b2}$ とすると、

$$f_{b1} = f_r - f_d \quad \dots (1)$$

$$f_{b2} = f_r + f_d \quad \dots (2)$$

が成立立つ。

【0018】したがって、変調サイクルのアップ区間とダウン区間のビート周波数 $f_{b1}$ および $f_{b2}$ を別々に測定すれば、式(3) (4)から $f_r$ および $f_d$ を求めることが可能である。

### 【0019】

$$f_r = (f_{b1} + f_{b2}) / 2 \quad \dots (3)$$

$$f_d = (f_{b1} - f_{b2}) / 2 \quad \dots (4)$$

$f_r$ および $f_d$ が求めれば、目標物の距離Rと速度Vを次の(5) (6)式により求めることができる。

### 【0020】

$$R = (C / (4 \cdot \Delta F \cdot f_m)) \cdot f_r \quad \dots (5)$$

$$V = (C / (2 \cdot f_0)) \cdot f_d \quad \dots (6)$$

ここに、Cは光の速度である。

【0021】このようにして任意のビーム方向について目標物の距離Rおよび速度Vを求めることが可能である。ビーム走査を行いながら距離Rおよび速度Vを順次算出すれば、目標物の方位、距離、速度を探知することができる。これがFM-CWレーダの原理である。

【0022】図1に示す本実施形態のFM-CWレーダ装置は、DBFレーダ装置でもある。すなわち、このFM-CWレーダ装置では、複数の素子アンテナからなるアーレアンテナを受信アンテナとして用い、各素子アンテナで受信した信号をデジタル化してその位相と振幅を後段の信号処理部において変換し、さらに、全素子アンテナチャネルの信号を合成することにより、受信アンテナの指向性を形成するものである。したがって、一旦取り込んだ信号に対して位相と振幅の変換量を適宜変えて変換すれば、所望のビーム走査を行うことができる。

【0023】このレーダ装置は、送信部1、アーレアンテナ2、切換スイッチ部3、受信回路部4、およびデジタル信号処理部5を備えており、アーレアンテナ2、切換スイッチ部3および受信回路部4により受信部が構成されている。

【0024】送信部1は、中心周波数が $f_0$ (たとえば7.6GHz)の電圧制御型発振器11と、バッファアン

プ12と、送信アンテナ13と、RFアンプ14とを備えている。発振器11は、図示省略した変調用の直流電源から出力される制御電圧によって、 $f_0 \pm \Delta f/2$ の被変調波（送信信号）を出力する。被変調波はバッファアンプ12で増幅され、送信アンテナ13から電磁波として放射される。なお、送信信号の一部はRFアンプ14で増幅されダウンコンバート用のローカル信号として出力される。

【0025】受信用アーレアンテナ2は、第1チャネル(CH1)から第9チャネル(CH9)までの各チャネルに対応する9個の素子アンテナを備えている。切換スイッチ部3は、スイッチ本体31とスイッチ制御部32を備える。スイッチ本体31は、9個の入力端子と1個の出力端子とを有し、各入力端子にはアーレアンテナ2の各素子アンテナが1個づつ接続されている。出力端子は入力端子のいずれか一つと接続されるものであり、スイッチ制御部32からの切換信号によりその接続が適宜切り換えられる。接続切換は回路上で電気的に行われるものであり、どのような順番で切り換えるかについては後述する。

【0026】受信回路部4は、RFアンプ41、ミキサ42、アンプ43、フィルタ44およびA/D変換器45を備えている。スイッチ本体31の出力端子から出力された信号、すなわち、アーレアンテナ2のいずれかの素子アンテナで受信した信号は、RFアンプ41で増幅され、ミキサ42でRFアンプ14からの送信信号の一部とミキシングされる。このミキシングにより受信信号はダウンコンバートされ、送信信号と受信信号との差信号であるビート信号が生成される。ビート信号は、アンプ43およびローパスフィルタ44を介してA/D変換器45に入力され、スイッチ制御部32からの信号、すなわち、スイッチ本体31での接続切換を行うためのクロック信号 $f_{sw}$ のタイミングでデジタル信号に変換される。

【0027】デジタル信号処理部5は、A/D変換器45からのデジタルビート信号に対してデジタル・ビーム・フォーミング(DBF)処理を施し、その結果から目標物の検知を行う。

【0028】つぎに、このように構成されたFM-CWレーダ装置の動作を説明する。

【0029】図4はこのFM-CWレーダ装置の動作を示すフローチャートであり、図5は切換スイッチ部3の切換タイミングを示すタイミングチャートである。

【0030】図4のフローチャートにおいて、iは素子アンテナチャネルの番号を示し、jは三角波変調のアップ区間およびダウン区間のそれぞれにおける受信波のサンプリング番号を示し、kは三角波変調の周期番号を示している。本実施形態では、iは1～9の値をとり、jは1～Nの値をとり、kは1～4の値をとる。

【0031】まず、ステップS41においてi, j, k

をそれぞれ初期値である「1」に設定する。ついで、ステップS42でサンプリングクロック信号の取込区間であるか否かを判断する。本実施形態では三角波変調のアップ区間およびダウン区間のそれぞれの中央部を取込区間としている。これは三角波変調のアップ区間からダウン区間あるいはダウン区間からアップ区間への変化点近傍に比較して各区間の中央部の方が高いリニアリティを確保できるからである。

【0032】クロック信号取込区間であれば、ステップS43を経てS44に移行し、クロック信号のエッジを検出した時点でステップS45に移行してスイッチ本体31の切換が行われる。いま、i=1であるからこの切換によって1番目の素子アンテナがスイッチ本体31に接続される。このスイッチ切換により、第1素子アンテナで受信した信号がミキサ42でダウンコンバートされ、そのビート信号がA/D変換器45に送られる。

【0033】つぎに、ステップS46でクロック周期( $1/f_{sw}$ )の1/2の遅延を行った後、ステップS47でA/D変換器45によるビート信号のA/D変換を行い、そのデジタルビート信号をデジタル信号処理部5のバッファに取り込む。ステップS46の遅延は、一回の素子アンテナ接続期間の中央時点でのA/D変換処理を行うためのものであり、これにより、接続の安定時にA/D変換を行うことができる。また、デジタルビート信号のバッファへの取り込みは、後処理のために、i, j, k別、且つ、アップまたはダウンの区間別に行う。

【0034】この1回のA/D変換が終了すると、ステップS48に移行する。これから説明するステップS48からステップS57の処理は、切換スイッチ部3により受信回路部4に接続される素子アンテナの順番を決定するフローである。この実施形態では、周波数変調の繰り返し周期を4回使って全素子アンテナチャネルの選択を完了させることとしている。

【0035】図5は素子アンテナチャネルの選択順を示すタイミングチャートであり、横軸に時間をとっている。CH.1～CH.9は、第1から第9の各素子アンテナチャネルの接続タイミングを示すものであり、ハイレベルが接続を意味する。また、波形51は三角波変調のタイミングを示す。なお、図を見やすくするために、各チャネルの接続時間（ハイレベル期間）を波形51との関係において実際の接続時間よりも大幅に長く示している。

【0036】この図からわかるように、第1区間では第1、第2、第3素子アンテナを選択してこれらを順に繰り返し接続する。第2区間では第1、第4、第5素子アンテナを選択してこれらを順に繰り返し接続する。第3区間では第1、第6、第7素子アンテナを選択してこれらを順に繰り返し接続する。第4区間では第1、第8、第9素子アンテナを選択してこれらを順に繰り返し接続する。

【0037】第1素子アンテナは、基準素子アンテナとして第1～第4区間において常に選択されており、第2～第9素子アンテナは、2つずつに分けられてそれぞれ第1～第4区間に割り当てられる。第1素子アンテナで受信した信号のビート信号は後述するDBF合成の際の位相補正の基準信号として利用される。

【0038】このような素子アンテナの切換接続を行うためのステップS48からステップS57の処理はつぎの通りである。

【0039】ステップS48では $i = 1$ か否かを判断し、 $i = 1$ であればステップS49に進んで $i$ を $(i + (2k - 1))$ に置換し、 $i = 1$ でなければステップS50に進んで $i$ を $(i + 1)$ に置換する。その後、ステップS51において $i$ が $(2 + (2k - 1))$ より大きいか否かを判断する。

【0040】いま、 $i = k = 1$ であるから、ステップS49に進んで $i = 2$ とし、ステップS51の判断を経てステップS42に戻り、ステップS42～S47により第2素子アンテナで受信した信号のデジタルビート信号をバッファに取り込む。この時点では $i = 2$ であるからステップS48からステップS50に移行して $i = 3$ となり、再びステップS51からステップS42に戻り、ステップS42～S47により第3素子アンテナで受信した信号のデジタルビート信号をバッファに取り込む。

【0041】続いて、ステップS48からステップS50に移行して $i = 4$ となると、ステップS51では否定判断がなされ、ステップS52に移行して $i = 1$ に設定されると同時に、 $j = 2$ に設定される。

【0042】その後、ステップS53に移行して $j$ がNと比較される。値Nは、アップ区間およびダウン区間ににおける素子アンテナチャネル別のサンプリング数であり、ここでは例えば、 $N = 128$ に設定されている。いま $j = 2$ であるので、 $i = 1$ 、 $j = 2$ の状態でステップS42に戻る。その後、ステップS52で $j = 3$ となるまで、第1～第3素子アンテナのデジタルビート信号を順に取り込む。

【0043】以後同様に、第1～第3素子アンテナチャネルのデジタルビート信号を順に取り込み、各チャネル別にN個のデジタルビート信号を取り込んだら、ステップS53の判断においてステップS54に移行し、 $j$ の値を初期値である「1」に戻す。

【0044】つづくステップS55では、それまでのデジタルビート信号取り込み処理がアップ区間で行われたものかダウン区間で行われたものかを判断する。今は、アップ区間の取り込みが終了したところであるから、ステップS55の判断では否定され、ステップS42に戻る。以後、第1区間のダウン区間において、第1～第3素子アンテナチャネルのデジタルビート信号を順にそれぞれ128サンプルずつ取り込む。

【0045】第1区間のダウン区間のデジタルビート信

号取り込みが終了すると、ステップS55からステップS56に移行して $k$ が $(k + 1)$ に置換される。いま、 $k = 1$ なので、ここで $k = 2$ となり、ステップS57の判断を経て、ステップS42へ戻る。

【0046】その後のステップS42からステップS55までの処理を繰り返すことにより、第2区間のアップ区間およびダウン区間のそれぞれにおいて、図5に示すように第1、第4、第5素子アンテナが順次選択され、そのデジタルビート信号が繰り返し取り込まれる。

【0047】ステップS56において、 $k = 3$ となると、第3区間のアップ区間およびダウン区間のそれぞれにおいて、図5に示すように第1、第6、第7素子アンテナが順次選択されてそのデジタルビート信号が繰り返し取り込まれる。さらに、 $k = 4$ となると、第4区間のアップ区間およびダウン区間のそれぞれにおいて、第1、第8、第9素子アンテナが順次選択され、そのデジタルビート信号が繰り返し取り込まれる。

【0048】以上の処理が終わると、全素子アンテナチャネルで受信した信号のデジタルビート信号がデジタル信号処理部5のバッファにすべて取り込まれることになる。このとき、 $k$ の値はステップS56で $k = 5$ となり、ステップS57の判断において肯定され、ステップS58に移行する。

【0049】ステップS58ではチャネル別の複素FFT処理、DBF合成およびその結果に基づく目標物体の認識処理が行われる。ステップS58の後は、ステップS41に戻りこれまで説明した処理を行い、以後これを繰り返す。

【0050】つぎに、デジタル信号処理部5におけるDBF合成の手順を図6のフローチャートを用いて説明する。

【0051】ステップS60では、DBF合成の前処理として、各チャネル別にデジタルビート信号に対して複素FFT処理を施し、ステップS61でこのチャネル別FFTデータを読み込む。このFFT処理によって、目標物に応じた周波数のピークがチャネル別に得られる。DBF合成は、周波数ピークに対して選択的に行えば十分であるから、ステップS62ではDBF合成を行う周波数ポイントを抽出する。

【0052】つぎに、ステップS62で抽出された周波数ポイントに関して、ステップS63からステップS67までの処理でチャネル別に位相および振幅の変換および補正を行う。ステップS63では、周波数変調の第1～第4周期区間のうちの第1周期区間か否かを判断する。第2周期区間～第4周期区間の場合は、ステップS65に移行して第1素子アンテナチャネルを基準とした区間間の位相補正を行う。

【0053】デジタルビート信号を取り込む周波数変調の周期区間が異なれば、その間に目標物との距離が変化していると考えられるので、各周期区間で受信信号位相

差が生じている。

【0054】そこで、この実施形態では、第1素子アンテナを基準素子アンテナとし、すべての周期区間で第1素子アンテナで受信した信号のデジタルビート信号を取り込み、その区間間位相差を用いて他の素子アンテナでのデジタルビート信号の位相を補正する。なお、ここに言う位相は原信号の位相であり、ダウンコンバート後のビート信号にもこの位相は保存されているので、位相差を検出できる。

【0055】第2周期区間では、第1、第4、第5素子アンテナの受信信号（デジタルビート信号）を取り込んでいるので、その第1素子アンテナのデジタルビート信号から得られた位相と第1周期区間で取り込んだ第1素子アンテナのデジタルビート信号から得られた位相との位相差を求める。そして、第4および第5素子アンテナの受信信号の位相をその位相差分だけ逆回転させることにより、第1周期区間で取り込んだものと同等に扱うことができる。

【0056】同様の補正を第3および第4周期区間で行うことにより、すべての素子アンテナの受信信号を第1周期区間で取り込んだものとして扱うことができる。

【0057】ステップS64では、DBF合成で一般的に行われる、装置固有の初期位相補正や初期振幅補正、および振幅分布制御がチャネル別に行われる。

【0058】ついで、ステップS66では現在選択されている指向角に基づく位相回転およびチャネル間のベクトル合成を行う。また、切り替えスイッチによる位相遅延補正もここで行う。

【0059】全素子アンテナチャネルについてベクトル合成が完了したら、ステップS68に移行し、合成したピーク周波数に関する情報を抽出する。

【0060】ステップS69では、この合成したピーク周波数に関する情報の抽出が、ステップS62で抽出したDBF合成すべき周波数のすべてについて終了したか否かを判断する。DBF合成すべきすべての周波数について情報抽出が完了したら、ステップS70に移行して、指向角度を0、5度ずらし、再びステップS63からステップS69までの処理を実行する。これを、-10度から+10度まで0.5度刻みで41回行うことにより、DBF合成による走査が0.5度の解像度で達成される。

【0061】図6に示すFFT処理およびDBF合成は、アップ区間とダウン区間に別々に行われる。その後、アップ区間とダウン区間の周波数ピークのペアリングを行い、その結果に基づいて目標物体の速度、距離、方位に関する情報を得る。

【0062】つぎに、本発明の他の実施形態を説明する。図7は本発明の第2実施形態であるFM-CWレーダ装置の構成を示す図である。第1実施形態のFM-CWレーダ装置がホモダイン検波を行うものであるのに対

し、この実施形態のレーダ装置はヘテロダイン検波を行うことによりノイズの低減を図ったものである。

【0063】図7において、図1と同一の要素には同一の符号を付してあり、その詳細な説明は省略する。切換スイッチ部6は、図1の切換スイッチ部3と同様に、スイッチ本体61とスイッチ制御部62とを備える。スイッチ本体61は9個の入力端子と1個の出力端子とを有し、出力端子は入力端子のいずれか一つと接続され、スイッチ制御部62からの切換信号によりその接続が周期的に切り換えられる。第1実施形態のスイッチ本体31との相違は、入力端子と出力端子の接続を外部入力される断続信号により断続されるようになっている点である。なお、スイッチ制御部62は第1実施形態のスイッチ制御部32と同じである。

【0064】受信回路部7は、図1の受信回路部4のミキサ42とアンプ43との間にIFアンプ71および第2ミキサ72を直列に挿入した構成となっている。さらに、切換信号fswよりも数十倍の周波数をもつ断続信号f<sub>IF</sub>を出力する発振器73を有する。各信号周波数の一例を示すと、送信信号周波数f<sub>0</sub>がたとえば76GHz、中間周波数帯である断続信号周波数f<sub>IF</sub>がたとえば100MHz、切換信号周波数がたとえば5MHz、ビート信号周波数がたとえばDC～100KHzである。

【0065】図8は、本実施形態における信号処理過程での周波数変換の様子を示すスペクトルマップである。本実施形態のFM-CWレーダ装置では、受信信号130を切換スイッチ部6での断続信号に従うオンオフにより信号131および132に置き換えた後、ミキサ42で中間信号133までダウンコンバートし、続いて、第2ミキサ72でビート信号134までダウンコンバートする。

【0066】図8において、曲線135はミキサ42のノイズフロアを示し、曲線136は第2ミキサ72のノイズフロアを示している。この図から判るように、ミキサ42では、そのノイズの影響が低下するIF帯までのダウンコンバートが行われ、ついで、低域のノイズがミキサ42よりも低い第2ミキサ72でビート信号までのダウンコンバートが行われる。したがって、ホモダイン方式に比べて大幅にノイズマージンを拡大することができる。

【0067】ミキサ42は、帯域が非常に広いため、一般には低域側の1/fノイズやFM-CW方式によるFM-AM変換ノイズが多く出てしまうが、第2ミキサ72は、帯域が狭くなるので、ノイズフロアが低下する。本実施形態ではこのような作用を利用してノイズマージンの拡大を達成している。

【0068】なお、第2ミキサ72の前段のIFアンプ71を狭帯域化すると、低周波域で発生するFM-AM変換ノイズとIF信号を分離できるので、さらに低域ノイズを低下させることができる。

【0069】第1および第2実施形態では、素子アンテナのチャネル数が9チャネルであったが、チャネル数を増やせば検出精度はさらに増大する。

[0070]

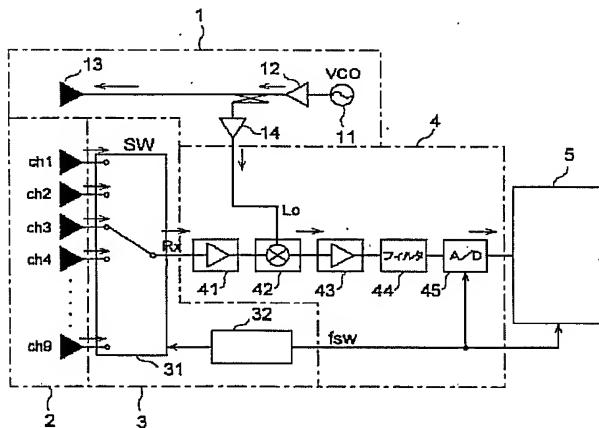
【発明の効果】以上説明したように、本発明のFM-CWレーダ装置によれば、ダウンコンバートに必要な高価なデバイス、たとえば、RFアンプや高帯域のミキサ等を素子アンテナの数に無関係に一組だけ設ければよい。したがって、装置全体を安価に構成することができ、小型化することができる。

【0071】しかも、切換手段は、周波数変調の繰り返し周期の複数周期の間で全チャネルを選択しのデータを取り込むので、一周期中にすべての素子アンテナを選択する場合と比較して、切換周波数を低くすることができ、また、接続切換毎にビート信号をサンプリングすることを考えると、切換周波数が低くなればA/D変換速度も低くすることができる。これにより、スイッチ素子やA/D変換器をさらに安価なものとすることができます。

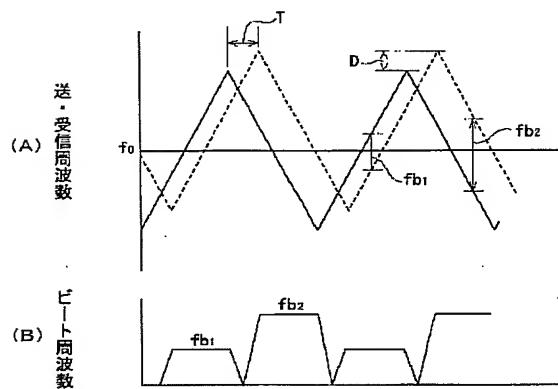
### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態であるFM-CWレーダ装置

### 【圖 1】



〔四三〕



12

置を示す構成図。

【図2】FM-CWレーダの探知原理を説明するためのグラフ。

【図3】FM-CWレーダの探知原理を説明するためのグラフ。

【図4】図1のFM-CWレーダ装置の動作を示すプロセスチャート

【図5】図1のFM-CWレーダ装置の切換スイッチ部3の接続タイミングを示すタイミングチャート

【図6】DBE合成の処理手順を示すフローチャート。

【図7】本発明の第2実施形態であるFM-CWレーダ装置を示す構成図

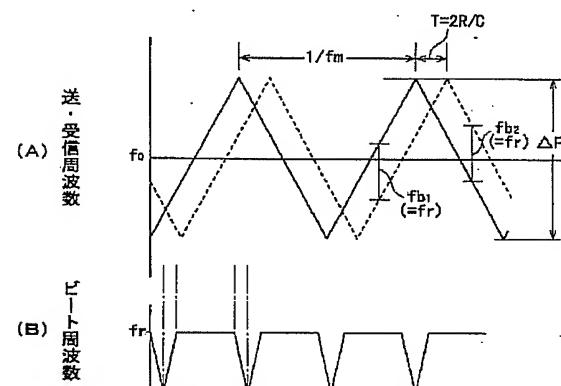
【図8】周波数変換の様子を示すスペクトルマップ。

### 【符号の説明】

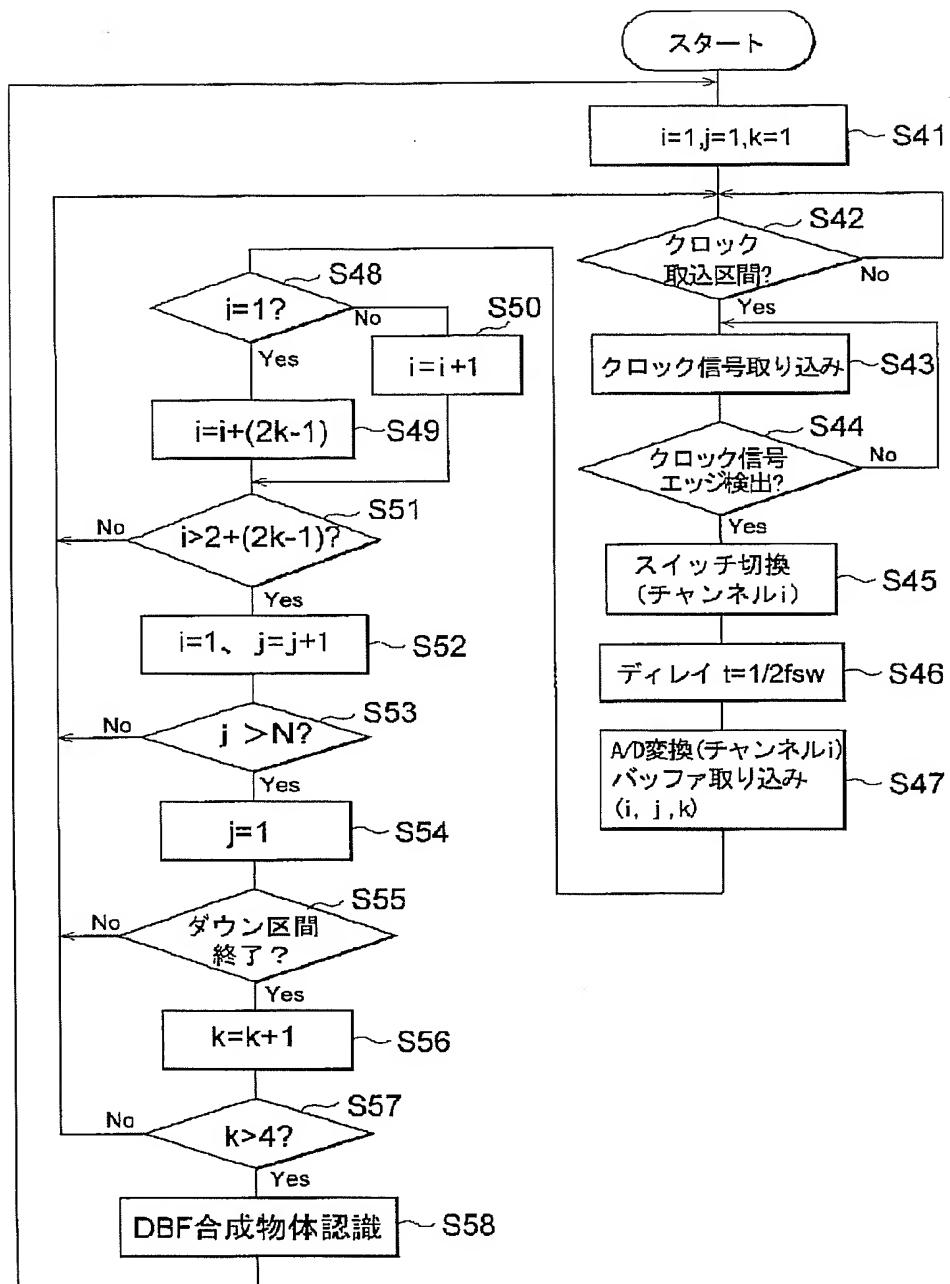
1…送信部、2…アレーアンテナ、3、6…切換スイッチ部、4、7…受信回路部、5…デジタル信号処理部、11…電圧制御型発振器、13…送信アンテナ、31、61…スイッチ本体、32、62…スイッチ制御部、41…RFアンプ、42、72…ミキサ、45…A

／D 変換器、73…断続信号発生器。

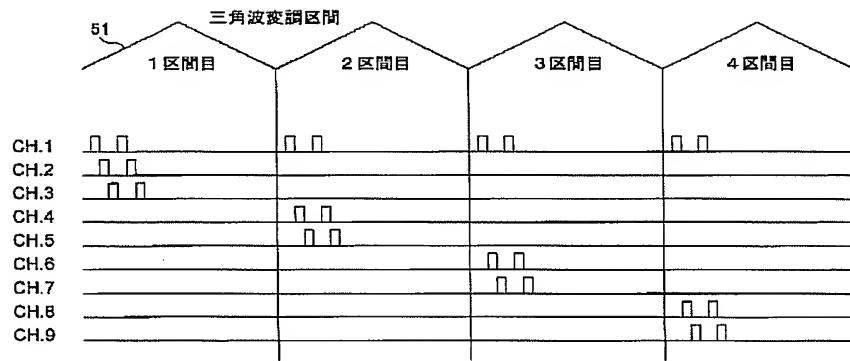
【圖 2】



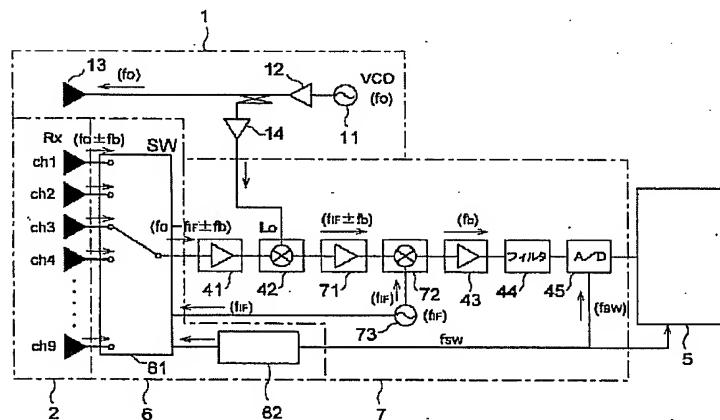
【図4】



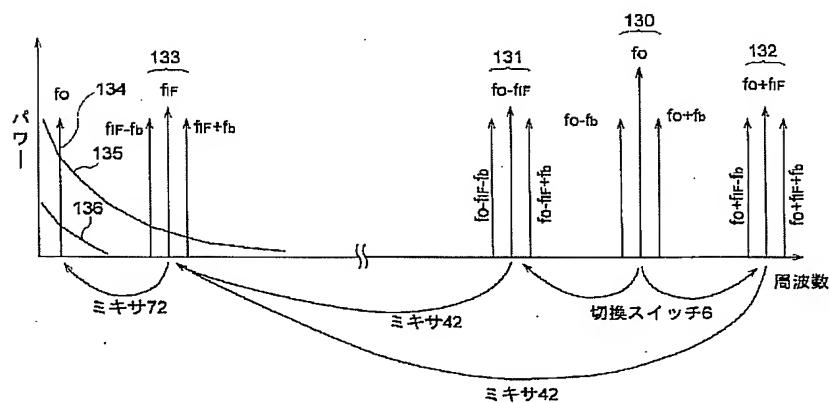
【図5】



【図7】



【図8】



【図6】

